

文章编号: 1001-893X(2011)09-0117-06

基于 Gamma - Gamma 模型的 MIMO - FSO 系统 BER 性能分析*

徐建武, 王红星, 胡 昊, 刘 敏

(海军航空工程学院 电子工程系, 山东 烟台 264001)

摘 要:分析了在 Gamma - Gamma 分布信道模型下采用强度调制/直接检测方式的多输入多输出 FSO 系统模型, 在信道为独立同分布和独立不同分布两种情况下, 分别推导出单发单收、多发单收和单发多收 FSO 系统的平均误码率计算公式, 其近似封闭解形式用 Meijer's G 函数表示出来, 并仿真分析了三者的平均误码率性能, 结果表明: 在 Gamma - Gamma 分布模型下, 当闪烁强度为 1.2、信噪比为 45 dB 时, 系统误码率为 K 分布的 1/5; 当平均误码率为 10^{-4} 时, 采用 4 个发射天线的多发单收系统性能比单发单收系统提高了近 60 dB; 当平均误码率为 10^{-5} 时, 采用 3 个接收天线的单发多收系统性能比单发单收系统提高了近 50 dB, 这对无线光多发多收通信系统的理论分析和系统设计具有一定的指导意义。

关键词:无线光通信; 空间分集; 多输入多输出; Gamma - Gamma 分布; 误码率性能

中图分类号: TN929.12 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2011.09.024

BER Performance Analysis of MIMO-FSO System Based on Gamma-Gamma Distribution Model

XU Jian-wu, WANG Hong-xing, HU Hao, LIU Min

(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: The MIMO - FSO system model is analysed based on the Gamma-Gamma distribution channels with IM/DD(Intensity Modulation/Direct Demodulation), under the cases of independent with identical distribution and independent with different distributions, the average error rates of SISO - FSO, MISO - FSO and SIMO - FSO systems are derived with the approximate closed form expressed by Meijer's G function, and the average bit error rate(BER) performances are simulated respectively. Simulation results show that: under Gamma-Gamma distribution; when SI and SNR are equal to 1.2 and 45 dB respectively, system's average BER is one fifth of K distribution; when the average BER is 10^{-4} , the performance of MISO - FSO system with 4 transmitting antennas is improved about 60 dB; when BER is 10^{-5} , the performance of SIMO - FSO system with 3 receiving antennas is improved about 50 dB, which is meaningful to analyse and design MIMO - FSO systems.

Key words: free space optical; space diversity; MIMO; Gamma-Gamma distribution; BER performance

1 引 言

无线激光信号在大气信道中传输时, 必然受到大气湍流效应的影响, 使接收信噪比减小, 系统误码

率增加, 严重时可能导致系统通信中断。所谓大气湍流效应, 就是指大气的折射率随空间和时间作无规则的变化, 使光信号的光波参数在传播过程中出现了随机的改变, 引起了光束的强度闪烁、光束的弯

* 收稿日期: 2011-04-20; 修回日期: 2011-06-27

曲和漂移、光束弥散畸变等现象,使光束质量受到严重影响^[1]。大气湍流运动的结果,使得大气运动的速度、温度、折射率在时间和空间上随机起伏,其中折射率的起伏直接影响激光的传输特性^[2,3]。

改善 FSO(Free Space Optical)通信质量的方法有很多,如采用带交织的高效信道纠错码、具有高增益的调制方式以及最佳检测接收器等。除此之外,采用空间分集来改善 FSO 系统的传输性能不失为一个很好的方法。作为一种相对成熟的技术,多输入多输出(MIMO)技术在射频通信系统领域内得到了广泛应用^[4]。因其特有的优势,人们开始关注 MIMO 技术在 FSO 通信系统中的应用,1996 年,M. M. Ibrahim 和 A. M. Ibrahim 首先提出了在 FSO 系统中应用空间分集技术来提高传输性能的思想^[5]。随后,Wilson 等人研究了在对数分布和瑞利分布衰减信道下,采用 PPM 和 Q-PPM 调制方式的 MIMO-FSO 通信系统的传输性能^[6,7]。Navidpour 研究了在大气湍流信道下,基于独立和相关对数分布的 MIMO-FSO 通信系统的误比特性能^[8]。Theodoros A 等人分析了强湍流下基于 K 分布的空间分集 FSO 系统的误比特性能,并推导出了误码率的封闭解形式^[9]。

Gamma-Gamma 分布恰恰是目前普遍认为最能准确预测大气湍流下接收光强起伏特性的分布模型。因此,分析在 Gamma-Gamma 分布模型下 MIMO-FSO 系统的性能很有必要,具有一定的理论和实际指导意义。

2 MIMO-FSO 系统模型及信道统计特性

典型的 MIMO-FSO 系统如图 1 所示。在发射端,信息信号通过 M 个发射天线发射出去,接收端设置 N 个接收电线接收光信号,这跟射频系统里所采用的 MIMO 技术是类似的。

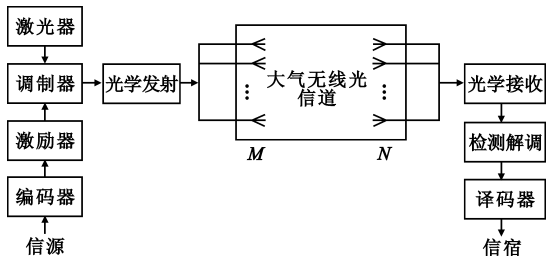


图 1 MIMO-FSO 通信系统概念图

Fig.1 The conceptual diagram of MIMO-FSO communication system

假设信道是时间离散、各类历经的,并且噪声环境为加性高斯白噪声(AWGN),假设系统输入 T 为

二进制,即 $T \in (0,1)$,系统采用强度调制/直接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)方式,则接收信号可以表示为^[9]

$$R_n = T\eta \sum_{m=1}^M X_{mn} + \rho_n, n = 1,2,\cdots,N \quad (1)$$

式中, T 代表信息比特, η 为光电转换效率系数, X_{mn} 是第 m 个发射天线发出的信号在第 n 个接收天线上的光强; ρ_n 为零均值加性高斯白噪声,方差为 $N_0/2$ 。在这里采用高斯白噪声来近似,忽略了背景光噪声的影响。从理论上来说,背景光噪声是不能忽略的,特别是在白天有日光的情况下,背景光是一个主要的干扰源。但是在实际应用的 FSO 系统中,通过采用红外滤光片进行滤光,背景光噪声的影响能够在很大程度上得到消除。

近年来,针对不同的信道环境,人们提出了多种不同的信道分布模型。在弱湍流下,信道模型应用最多的是标准对数分布;在强湍流下,应用广泛的则是 K 分布,而 Gamma-Gamma 分布则被认为是能在强弱湍流下比较准确地预测接收光强起伏特性的分布模型。其概率密度分布函数为^[10]

$$f_X(X) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} X^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta X}), X > 0 \quad (2)$$

式中, $\Gamma(x)$ 为 Gamma 函数, K_n 为阶数为 n 的第二类修正贝塞尔函数, α 和 β 是表征闪烁指数强度大小的两个参数,它们的定义如下:

$$\alpha = \left[\exp \left\{ \frac{0.49\sigma^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\sigma^{12/5})^{7/6}} \right\} - 1 \right]^{-1}$$
$$\beta = \left[\exp \left\{ \frac{0.51\sigma^2 (1 + 0.69\sigma^{12/5})^{-5/6}}{1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\sigma^{12/5}} \right\} - 1 \right]^{-1}$$

式中, $\sigma^2 = 0.5 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, $d = \sqrt{(\pi D^2/2\lambda L)}$, D 是接收端聚焦透镜的孔径直径, λ 为光波数, L 为传输距离, C_n^2 为折射率结构常数。定义闪烁指数为 SI ,那么 SI 与 α 和 β 的关系为 $SI = 1/\alpha + 1/\beta + 1/(\alpha\beta)$ 。Gamma-Gamma 分布是描述大气湍流较为通用的模型,当 $\beta = 1$ 时,Gamma-Gamma 分布模型退化为 K 分布模型。由式(1)易知,经光电转换后,电信号的瞬时信噪比为 $i_{mn} = (\eta X_{mn})^2/N_0$,而电信号的平均信噪比则可表示为

$$\mu_{mn} = (\eta E[X_{mn}])^2/N_0 \quad (3)$$

3 SISO-FSO 系统误码率分析

在 AWGN 背景下,采用 OOK 调制方式 IM/DD 的 FSO 系统,误比特率可表示为

$$P(e) = P(1)P(e|1) + P(0)P(e|0) \tag{4}$$

式中, $P(1)$ 表示发 1 的概率, $P(0)$ 表示发 0 的概率, $P(e|1)$ 表示发 1 时收到 0 的条件概率, $P(e|0)$ 表示发 0 收到 1 的条件概率。假设发射端 1 和 0 是等概率发射, 即 $P(1) = P(0) = 1/2$, 且 $P(e|0) = P(e|1)$, 那么接收到的光强度 X 的条件误比特率为

$$P(e|X) = P(e|1, X) = P(e|0, X) = Q\left(\frac{\eta X}{\sqrt{2N_0}}\right) \tag{5}$$

式中, Q 为高斯 Q 函数, 定义为

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$$

并且有关系式 $\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$, 那么, 在 Gamma - Gamma 分布信道模型下, 由式(5)可得到平均误比特率 $P_{\text{SISO}}(e)$:

$$P_{\text{SISO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta X}{2\sqrt{N_0}}\right) dX \tag{6}$$

由 Meijer's G 函数的相关计算公式有^[11]:

$$K_\nu(x) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0}\left[\frac{x^2}{4} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{\nu}{2}, -\frac{\nu}{2} \end{matrix}\right] \tag{7}$$

$$\operatorname{erfc}(\sqrt{x}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0}\left[x \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix}\right] \tag{8}$$

利用式(7)和式(8), 以及文献[11]中的公式(21), 得到 SISO 系统的平均误比特率为

$$P_{\text{SISO}}(e) = \frac{2^{\alpha+\beta-3}}{\sqrt{\pi^3 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)}} \cdot G_{5,2}^{2,4}\left[\frac{4\eta^2}{N_0 \alpha^2 \beta^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix}\right] \tag{9}$$

由此, 我们得到了在 SISO - FSO 系统的平均误码率计算公式的封闭解形式, 如果用平均发射功率的形式来表示误码率, 则只需要经过一个简单的变换。利用式(3), 设归一化后的 $E[X_{mn}] = 1$, 则系统平均误比特率又可以表示为

$$P_{\text{SISO}}(e) = \frac{2^{\alpha+\beta-3}}{\sqrt{\pi^3 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)}} \cdot G_{5,2}^{2,4}\left[\frac{4\mu}{\alpha^2 \beta^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix}\right] \tag{10}$$

4 MIMO - FSO 系统误码率分析

对于 SISO - FSO 光通信系统来说, 由于受到湍流影响, 系统性能很差, 特别是在强湍流影响下, 性能更差。因此, 通过增加发射天线和接收天线的方式获得空间分集增益来改善系统的误比特性能十分重要。对于 MIMO - FSO 系统来说, 在 OOK 调制下,

其最佳接收判决门限规则可表示为

$$\begin{cases} P(R|1, X_{mn}) \geq P(R|0, X_{mn}), \text{则判决为 } 1 \\ P(R|1, X_{mn}) < P(R|0, X_{mn}), \text{则判决为 } 0 \end{cases}$$

式中, $\mathbf{R} = (R_1, R_2, \dots, R_n)$ 为接收信号矢量, 利用条件概率函数的相关计算方法, 可以得到 MIMO - FSO 系统的平均误码率计算公式, 可表示为

$$P_{\text{MIMO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times Q\left(\frac{\eta}{MN \sqrt{2N_0}} \sqrt{\sum_{n=1}^N \left(\sum_{m=1}^M X_{mn}\right)^2}\right) dX \tag{11}$$

式中, $f_X(X)$ 为矢量 $\mathbf{X}$ 的联合概率密度函数, $\mathbf{X} = (X_{11}, X_{12}, \dots, X_{MN})$ 。

对于式(11)形式的误码率计算公式, 通过直接求解很难得到结果, 可以通过多维数值积分, 并利用相关的数学软件包, 能得到相应的误码率值。为了在 MIMO - FSO 系统的性能和 SISO - FSO 系统之间做公平比较, 可以通过调整参数 M 和 N , 使两者之间满足以下两个条件: 一是 MIMO 系统总的发射功率与 SISO 系统发射功率相等, 二是保证 SISO 系统中接收天线面积大小与 MIMO 系统中 N 个接收天线的面积总和相等。为了进行直观比较, 下面分别就多发单收 (MISO) 系统和单发多收 (SIMO) 系统在 Gamma - Gamma 分布模型下的性能进行分析。

4.1 MISO - FSO 系统误码率分析

如果采用发射分集, 也就是说 $N = 1$, 那么系统的平均误码率可表示为

$$P_{\text{MISO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times Q\left(\frac{\eta}{M \sqrt{2N_0}} \sum_{m=1}^M X_m\right) dX \tag{12}$$

(1) 独立同分布信道模型

假设发射天线和接收天线之间的多个信道模型是独立同分布的, 那么系统的误码率可表示为

$$P_{\text{MISO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times Q\left(\frac{\eta}{\sqrt{2N_0}} X\right) dX \tag{13}$$

要把式(13)的封闭解形式直接计算出来是很困难的, 为简化计算, 采用 Q 函数近似^[12]:

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} e^{-x^2/2} + \frac{1}{4} e^{-2x^2/3} \tag{14}$$

因此, MISO - FSO 系统的平均误比特率可以表示为

$$P_{\text{MISO}}(e) \approx \frac{1}{12} \left(\int_0^\infty f_X(X) e^{-\frac{\eta^2}{4MN_0} X^2} dX \right)^M + \frac{1}{4} \left(\int_0^\infty f_X(X) e^{-\frac{\eta^2}{3MN_0} X^2} dX \right)^M \tag{15}$$

将 Gamma - Gamma 分布的概率密度函数代入式 (15), 并利用变量代换, 令 $\sqrt{X} = t$, 得到:

$$P_{\text{MISO}}(e) \approx \frac{1}{12} \times \left(\frac{4(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty t^{\alpha+\beta-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}t) e^{-\frac{\eta^2}{4MN_0}t^4} dt \right)^M + \frac{1}{4} \times \left(\frac{4(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty t^{\alpha+\beta-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}t) e^{-\frac{\eta^2}{3MN_0}t^4} dt \right)^M \quad (16)$$

再利用文献[13]以及公式 $e^{-x} = G_{0,1}^1[x|_0^-]$, 直接求出系统误比特率的近似封闭解形式为

$$P_{\text{MISO}}(e) \approx \frac{1}{12} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^M \cdot \left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{4\eta^2}{MN_0\alpha^2\beta^2} \middle| \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right)^M + \frac{1}{4} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^M \cdot \left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{16\eta^2}{3MN_0\alpha^2\beta^2} \middle| \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right)^M \quad (17)$$

同样可将式(17)表示成平均信噪比的表达式, 具体形式为

$$P_{\text{MISO}}(e) \approx \frac{1}{12} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^M \cdot \left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{4\mu_m}{M\alpha^2\beta^2} \middle| \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right)^M + \frac{1}{4} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^M \cdot \left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{16\mu_m}{3M\alpha^2\beta^2} \middle| \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right)^M \quad (18)$$

(2) 独立不同分布信道模型

如果发射天线和接收天线之间的多个信道模型是独立的, 但分布不相同, 那么系统的误码率可表示为

$$P_{\text{MISO}}(e) = \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{X_m}(X_m) \times \left[Q \left(\frac{1}{M} \sqrt{\frac{\mu_m}{2}} \sum_{m=1}^M X_m \right) \right]^{1/M} dX_m \quad (19)$$

很显然, 要直接求解式(19)是非常困难的, 必须采用多维数值积分的方法。

4.2 SIMO - FSO 系统误码率分析

如果系统采用接收分集, 也就是说 $M = 1$ 。对于 SIMO - FSO 系统来说, 接收机采用不同的合并方式对系统的性能也有影响, 这里主要分析最大比值合并情况。最大比值合并也称为最优合并, 其输出信号为所有接收信号的加权和。选择每根接收天线的加权因子使其信号与噪声功率的比值成正比, 并

假设每根接收天线的平均噪声功率相等, 即 $\sigma_n^2 = N_0/2N$, 那么在最大比值合并下, 系统的平均误码率可表示为

$$P_{\text{SIMO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times Q \left(\frac{\eta}{N\sqrt{2N_0}} \sqrt{N \times \left(\sum_{n=1}^N X_n^2 \right)} \right) dX = \int_0^\infty f_X(X) \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta}{2\sqrt{N_0N}} \sqrt{\left(\sum_{n=1}^N X_n^2 \right)} \right) dX \quad (20)$$

(1) 独立不同分布信道模型

利用式(14)和式(20), 得到系统的平均误码率

$$P_{\text{SIMO}}(e) \approx \frac{1}{12} \prod_{n=1}^N \int_0^\infty f_{X_n}(X_n) e^{-\frac{\mu_n}{4N} \sum_{n=1}^N X_n^2} dX_n + \frac{1}{4} \prod_{n=1}^N \int_0^\infty f_{X_n}(X_n) e^{-\frac{\mu_n}{3N} \sum_{n=1}^N X_n^2} dX_n \quad (21)$$

把 $f_{X_n}(X_n)$ 代入式(21), 并经过化简后, 得到了平均误码率的封闭解形式:

$$P_{\text{SIMO}}(e) \approx \frac{1}{12} \prod_{n=1}^N \frac{2^{\alpha_n+\beta_n-2}}{\pi\Gamma(\alpha_n)\Gamma(\beta_n)} \cdot G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{4\mu_n}{N\alpha_n^2\beta_n^2} \middle| \frac{1-\alpha_n}{2}, \frac{2-\alpha_n}{2}, \frac{1-\beta_n}{2}, \frac{2-\beta_n}{2} \right] + \frac{1}{4} \prod_{n=1}^N \frac{2^{\alpha_n+\beta_n-2}}{\pi\Gamma(\alpha_n)\Gamma(\beta_n)} \cdot G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{16\mu_n}{3N\alpha_n^2\beta_n^2} \middle| \frac{1-\alpha_n}{2}, \frac{2-\alpha_n}{2}, \frac{1-\beta_n}{2}, \frac{2-\beta_n}{2} \right] \quad (22)$$

(2) 独立同分布信道模型

如果发射天线和接收天线之间多个信道模型是独立同分布的, 那么系统的平均误码率可表示为

$$P_{\text{SIMO}}(e) = \int_0^\infty f_X(X) \times Q \left(\frac{\eta}{N\sqrt{2N_0}} \sqrt{N \times NX_n^2} \right) dX = \int_0^\infty f_X(X) \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta}{2\sqrt{N_0}} X_n \right) dX \quad (23)$$

再次利用式(3)和式(8), 得到系统平均误码率的封闭解形式为

$$P_{\text{SIMO}}(e) \approx \frac{1}{12} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^N \cdot \left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{4\mu_n}{N\alpha^2\beta^2} \middle| \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right)^N + \frac{1}{4} \times \left(\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \right)^N \cdot$$

$$\left(G_{4,1}^{1,4} \left[\frac{16\mu_n}{3N\alpha^2\beta^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 0 \end{matrix} \right] \right)^N \quad (24)$$

5 仿真分析

根据前面推导出的平均误码率计算公式, 本节分别对 SISO - FSO、MISO - FSO 和 SIMO - FSO 系统的误码率性能进行仿真分析。

5.1 SISO - FSO 系统性能分析

仿真过程: 假设接收机已知信道信息, 分别在 $\alpha = 2.1, \beta = 2 (SI = 1.2)$, $\alpha = 1.4, \beta = 1.3 (SI = 2.0)$ 和 $\alpha = 1.2, \beta = 1.1 (SI = 2.5)$ 条件下, 仿真出了 $P_{\text{SISO}}(e) \sim \mu$ 的性能曲线, 如图 2 所示。

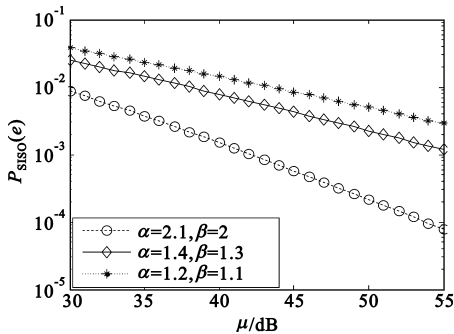


图 2 $P_{\text{SISO}}(e) \sim \mu$ 性能曲线 ($SI = 1.2, 2.0, 2.5$)
Fig.2 The performance of $P_{\text{SISO}}(e) \sim \mu$ ($SI = 1.2, 2.0, 2.5$)

通过调整 α 和 β 的取值, 可以获得在不同闪烁指数 SI 条件下系统的误码率性能曲线, 从图 2 看出, 随着 SI 的增大, 闪烁强度增大, 系统平均误码率性能下降, 这与实际应用环境是相符的。从图中可知, 在 $SI = 1.2$ 、信噪比为 45 dB 时, 系统误码率在 10^{-3} 量级左右; 而在文献[9]中, 采用 K 分布模型, 在相同的闪烁强度 $SI = 1.2$ 、信噪比也为 45 dB 时, 系统误码率比采用 Gamma - Gamma 模型高出了近 5 倍。因此, 采用 Gamma - Gamma 分布模型的 FSO 系统性能要比 K 分布模型好很多。尽管如此, 采用 Gamma - Gamma 分布模型的 SISO - FSO 系统的性能还是比较差的, 与实际工程应用的要求还相差很远, 所以采用 MIMO 技术来增强系统的传输性能显得非常必要。

5.2 MISO - FSO 系统性能分析

仿真过程: 假设接收机已知信道信息, 在设定 $\alpha = 0.6$ 和 $\beta = 0.7 (SI = 5.5)$ 情况下, 首先仿真了 SISO - FSO 系统的 $P_{\text{SISO}}(e) \sim \mu$ 性能曲线, 然后对 MISO - FSO 系统, M 分别取 2、3、4、5、7, 画出了 $P_{\text{MISO}}(e) \sim \mu_m$ 性能曲线, 如图 3 所示。

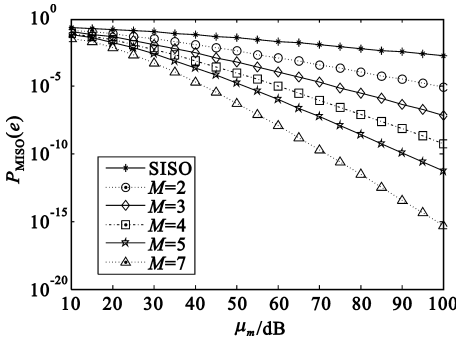


图 3 $P_{\text{MISO}}(e) \sim \mu_m$ 性能曲线 ($SI = 5.5, M = 2, 3, 4, 5, 7$)
Fig.3 The performance of $P_{\text{MISO}}(e) \sim \mu_m$ ($SI = 5.5, M = 2, 3, 4, 5, 7$)

在仿真过程中, 对 Meijer's G 函数的值进行了近似处理, 其确切值只有通过数值积分才能得到。从图中显然能看出, 在相同湍流影响下, MISO - FSO 系统的性能较之 SISO - FSO 系统要好很多, 如在平均误码率为 10^{-4} 时, 采用 $M = 4$ 的 MISO - FSO 系统信噪比比 SISO - FSO 系统提高了近 60 dB。在实际的工程应用中, M 取 5 就足够能满足大部分场合的通信要求。

5.3 SIMO - FSO 系统性能分析

仿真过程: 假设接收机已知信道信息, 首先仿真了在 $\alpha_1 = 1.2, \beta_1 = 1.1 (SI = 2.5)$ 时 SISO - FSO 系统的 $P_{\text{SISO}}(e) \sim \mu$ 性能曲线, 然后在 N 分别等于 2 和 3 时仿真了 SIMO - FSO 系统的误比特性能。当 $N = 2$ 时, 设定 $\alpha_1 = 1.2, \beta_1 = 1.1 (SI = 2.5)$, $\alpha_2 = 1.3, \beta_2 = 0.9 (SI = 2.7)$, $\mu_1 = \mu_2$, 画出了 $P_{\text{SIMO}}(e) \sim \mu_n$ 性能曲线; 当 $N = 3$ 时, 设定 $\alpha_1 = 0.9, \beta_1 = 0.8 (SI = 3.7)$, $\alpha_2 = 1.3, \beta_2 = 1.2 (SI = 2.2)$, $\alpha_3 = 2.1, \beta_3 = 1.9 (SI = 1.2)$, $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3$, 画出了 $P_{\text{SIMO}}(e) \sim \mu_n$ 性能曲线, 如图 4 所示。

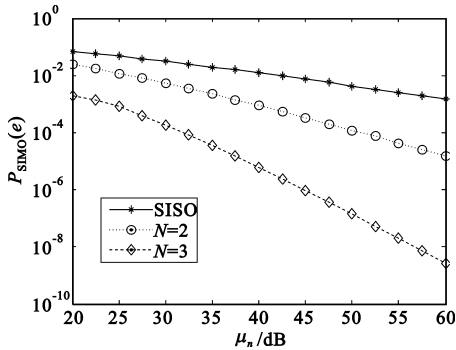


图 4 $P_{\text{SIMO}}(e) \sim \mu_n$ 性能曲线 ($N = 2, 3$)
Fig.4 The performance of $P_{\text{SIMO}}(e) \sim \mu_n$ ($N = 2, 3$)

从图中可以看出, 即使采用 $N = 3$ 的空间分集技

术,系统的性能也能得到很大的改善。在平均误码率为 10^{-5} 时,采用 $N=3$ 的 SIMO-FSO 系统信噪比比 SISO-FSO 系统提高了近 50 dB。因此,通过接收分集虽然会增加系统复杂度,但是确实具有很大的实用价值。当然,接收机也可以采用等增益合并方式,但系统误比特性能将比采用最优合并差 1~2 dB。

6 结 论

本文研究了基于 Gamma-Gamma 分布的大气湍流信道模型下,采用空间分集技术的 MIMO-FSO 系统的平均误比特性能。通过数学推导,分别得到了在 OOK 调制下,基于 IM/DD 方式的 SISO-FSO、MISO-FSO 和 SIMO-FSO 系统的平均误码率计算公式,其封闭解形式用 Meijer's G 函数表示出来。通过仿真表明,在 Gamma-Gamma 分布模型下,当闪烁强度 $SI=1.2$ 、信噪比为 45 dB 时,系统误码率为 K 分布的 1/5;当平均误码率为 10^{-4} 时,采用 $M=4$ 的 MISO 系统性能比 SISO 系统提高了近 60 dB;当平均误码率为 10^{-5} 时,采用 $N=3$ 的 SIMO 系统性能比 SISO 系统提高了近 50 dB,这对无线光多发多收通信系统的理论分析和系统设计具有一定的指导意义。当然 FSO 通信系统的 BER 性能还与传输带宽、背景光功率及探测器负载电阻等都有关系,在实际系统设计时,必须把各种因素结合起来综合考虑,以满足系统的 BER 性能要求。

参考文献:

- [1] 安毓英. 激光传输技术[J]. 激光与红外, 2002, 32(6): 435-438.
AN Yu-ying. Laser transmission technology[J]. Laser & Infrared, 2002, 32(6): 435-438. (in Chinese)
- [2] Zhu X, Kahn J M. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1293-1300.
- [3] Andrews L, Phillips R, Hopen C. Laser beam scintillation with applications[M]. Washington DC: SPIE Press, 2001.
- [4] Molisch A F, Win M Z. MIMO systems with antenna selection[J]. IEEE Microwave Magazine, 2004, 5(1): 46-56.
- [5] Ibrahim M M, Ibrahim A M. Performance analysis of optical receivers with space diversity reception[J]. IEEE Proceedings of Communications, 1996, 143(6): 369-372.
- [6] Wilson S G, Brandt-Pearce M, Cao Q, et al. Optical repetition MIMO transmission with multi-pulse PPM[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 9(23): 1901-1910.

- [7] Wilson S G, Brandt-Pearce M, Cao Q, et al. Free space optical MIMO transmission with Q-ary PPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(8): 1402-1412.
- [8] Navidpour S M, Uysal M, Kavehrad M. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(8): 2813-2819.
- [9] Theodoros A Tsiftsis, Harilaos G Sandalidis, George K. FSO links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels[C]//Proceedings of 2008 International Conference on Communications. Beijing: IEEE, 2008: 5379-5384.
- [10] Abdelmoula Bekkali, Chedlia Ben Naila, Kamugisha Kazaura, et al. Transmission analysis of OFDM-Based wireless services over turbulent Radio-on-FSO links modeled by Gamma-Gamma distribution[J]. IEEE Photonics Journal, 2010, 2(3): 510-520.
- [11] Adamchik V S, Marichev O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system[C]//Proceedings of 1990 International Conference on Symbolic and Algebraic Computation. Tokyo, Japan: IEEE, 1990: 212-224.
- [12] Chiani M, Dardari D, Simon M K. New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 840-845.
- [13] Wolfram. The Wolfram functions site[EB/OL]. 2004[2011-03-25]. <http://functions.wolfram.com>.

作者简介:

徐建武(1982—),男,湖南益阳人,2009 年于海军航空工程学院获硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为光通信、数字调制编码;

XU Jian-wu was born in Yiyang, Hunan Province, in 1982. He received the B.S. degree from Naval Aeronautical and Astronautical University in 2009. He is currently working toward the Ph.D. degree. His research interests include FSO communication and digital modulation and coding.

Email: xujianwu820215@126.com

王红星(1962—),男,河南商丘人,1990 年于海军航空工程学院获硕士学位,2007 年于北京航空航天大学获博士学位,现为教授,主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信等。

WANG Hong-xing was born in Shangqiu, Henan Province, in 1962. He received the B.S. degree from Naval Aeronautical and Astronautical University and the Ph.D. degree from Beijing University of Aeronautical and Astronautical in 1990 and 2007, respectively. He is now a professor. His research interests include modern communication technology and non-sinusoidal communications.

Email: 13371368601@cumail.com.cn